

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

11011 U.S. PTO
10/084547
02/26/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application: 2001年 2月28日

出願番号

Application Number: 特願2001-055453

出願人

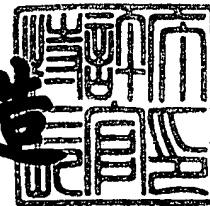
Applicant(s): ソニー株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年12月21日

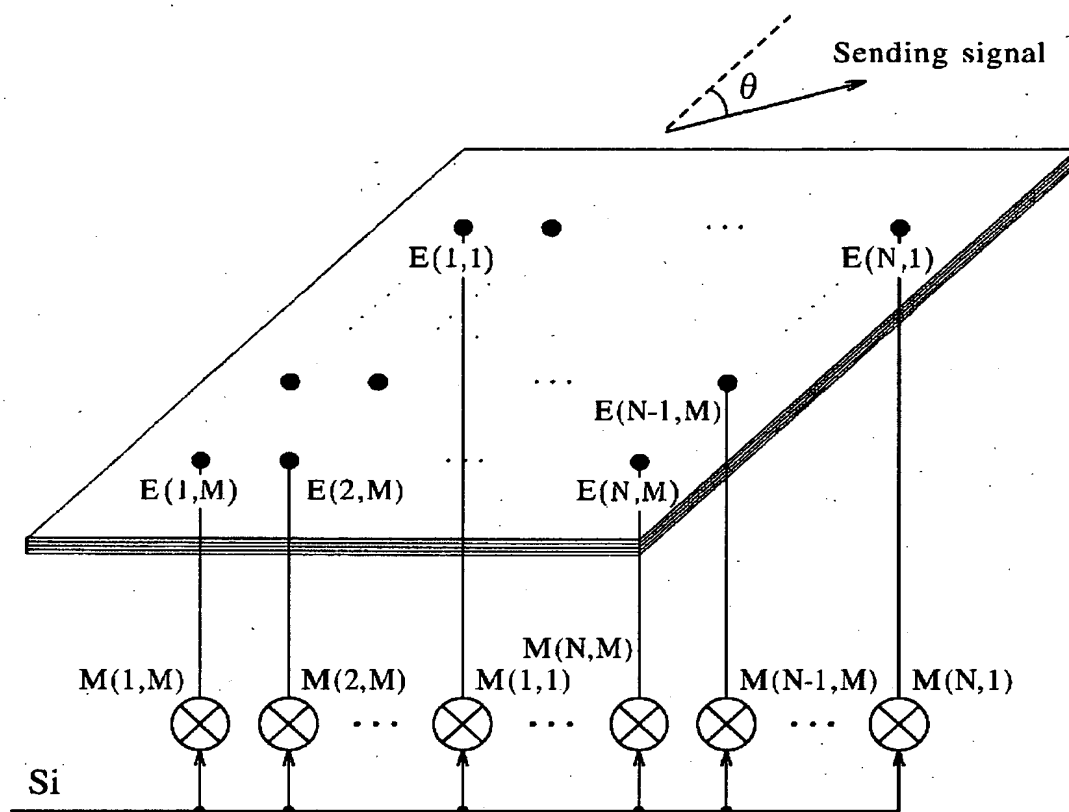
特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造

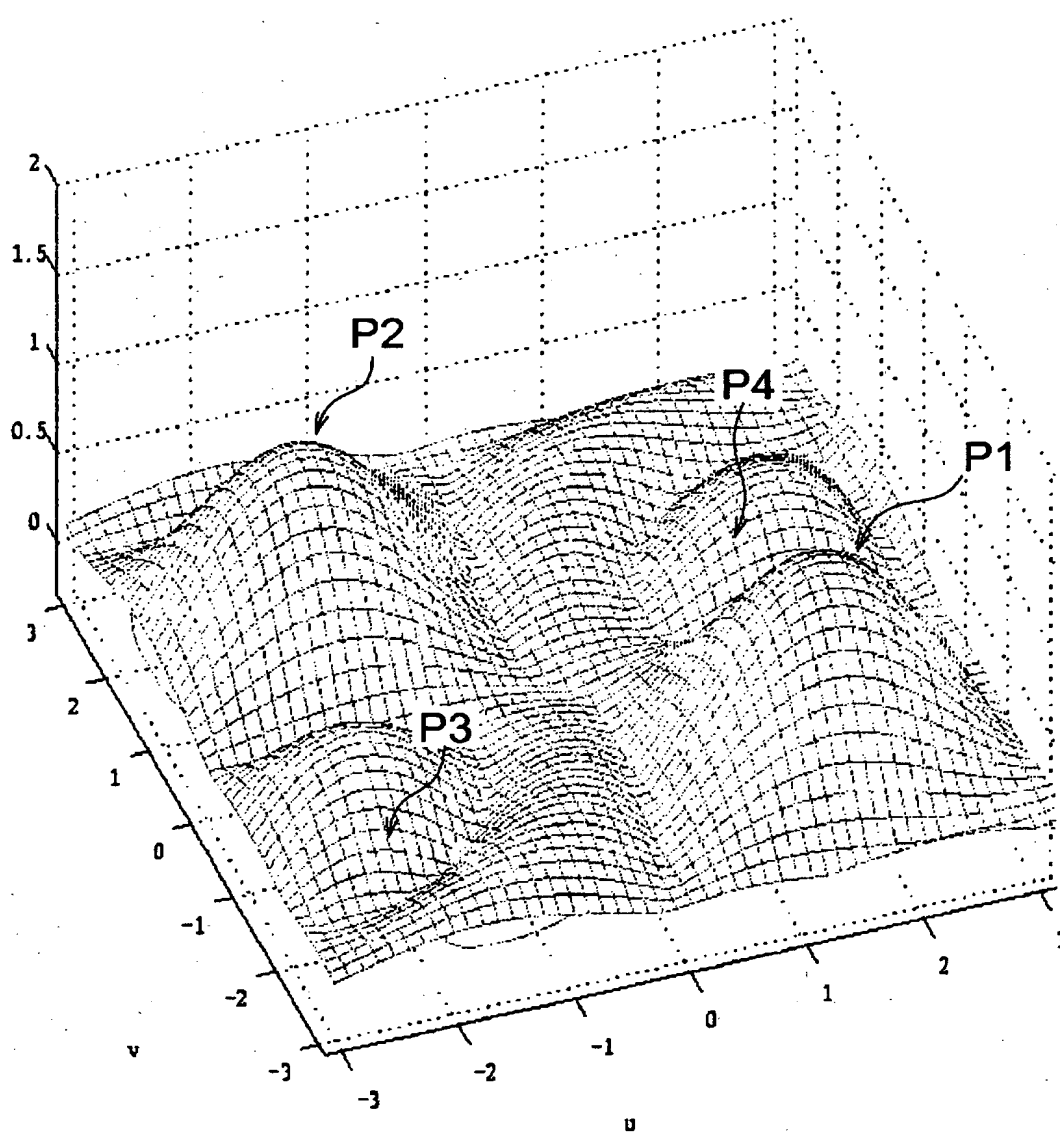


出証番号 出証特2001-3110399

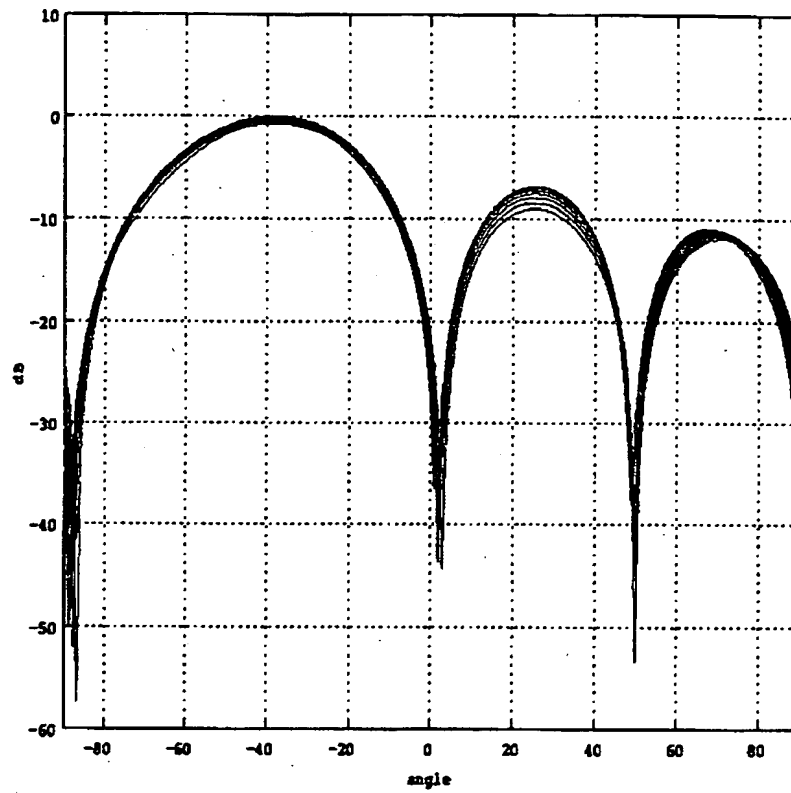
【図 7】



【図8】



【図9】



【書類名】 外国語要約書

[NAME OF DOCUMENT] Abstract

[ABSTRACT]

[PROBLEM] To provide a wide-band array antenna using a single real-valued multiplier for each antenna element, which is simple in construction and suitable for WCDMA mobile communication system.

[MEANS FOR SOLUTION]

A rectangular array antenna is formed by $N \times M$ antenna elements. Each antenna element has a frequency dependent gain which is the same for all elements. Each antenna element is connected to a multiplier with a single real coefficient, which is determined by properly selecting number of points on a $u-v$ plane defined for simplifying the design procedure according to the design algorithm of the present invention.

[SELECTED DRAWING] Fig. 6

【書類名】 翻訳文提出書

【提出日】 平成13年 4月27日

【あて先】 特許庁長官殿

【出願の表示】

 【出願番号】 特願2001- 55453

【特許出願人】

 【識別番号】 000002185

 【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100094053

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 佐藤 隆久

【確認事項】 本書に添付した翻訳文は、特願 2 0 0 1 - 5 5 4 5 3 の
正確な日本語への翻訳文であり、当該特許出願に記載さ
れていない事項が本書に添付した翻訳文に記載されてい
る場合には、当該出願が拒絶又は無効となる可能性があ
ると承知していることを申し述べる。

【提出物件の目録】

 【物件名】 外国語明細書の翻訳文 1

 【物件名】 外国語図面の翻訳文 1

 【物件名】 外国語要約書の翻訳文 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 広帯域アレイアンテナ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

N×M個のアンテナ素子と、

上記各アンテナ素子に接続され、それぞれ実数の係数を有する乗算器と

を有し、上記各アンテナ素子は、上記NとMの方向にそれぞれ d_1 と d_2 の間隔で配置され、各アンテナ素子の係数は C_{nm} であり、二つの変数 v と u を $v = \omega d_1 \sin \theta / c$ 、 $u = \omega d_2 \cos \theta / c$ と定義すると、上記アレイアンテナの応答が次のように与えられ、

$$H(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j(n-1)v} e^{-j(m-1)u} \quad (5)$$

ビームパターンの所定の角度と所定の周波数帯域の中心周波数に応じて、 $u-v$ 平面に点 (u_{0l}, v_{0l}) を適宜選択すると、補助ベクトル $B = [b_1, b_2, \dots, b_L]$ ($L < N \times M$) が計算でき、上記各アンテナ素子にそれぞれ対応する上記乗算器の係数 C_{nm} は、次のように計算される

$$C_{nm} = \sum_{l=1}^L G_a^{-1} b_l e^{-j(n-1)v_{0l}} e^{j(m-1)u_{0l}} \quad (17)$$

広帯域アレイアンテナ。

【請求項 2】

上記各アンテナ素子は、周波数に依存する等しい利得を有する

請求項 1 記載の広帯域アレイアンテナ。

【請求項 3】

上記各アンテナ素子の上記利得は、上記中心周波数を含む所定の周波数帯域及び所定の角度において所定の値を有する

請求項 1 記載の広帯域アレイアンテナ。

【請求項 4】

上記各乗算器からの出力信号を加算する加算器を
さらに有する請求項 1 記載の広帯域アレイアンテナ。

【請求項 5】

送信される信号が上記各乗算器に入力され、上記各乗算器の出力信号がそれぞれ対応するアンテナ素子に供給される

請求項 1 記載の広帯域アレイアンテナ。

【請求項 6】

上記補助ベクトル B を計算するために上記 $u-v$ 平面で選択された点 (u_{01} , v_{01}) は、上記 $u-v$ 平面において対称に配置されている

請求項 1 記載の広帯域アレイアンテナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、広帯域アレイアンテナ、特に広帯域符号分割多元接続 (WCDMA) 通信方式を利用する移動通信システムの性能を向上させる広帯域アレイアンテナに関するものである。

【0002】

【従来の技術】

移動通信システムの基地局に適用されるスマートアンテナ技術は、WCDMA システムにおいて空間フィルタリングを用いることでシステムの性能を大きく改善できる。比較的低い分数帯域を有する広帯域ビームフォーミングはこのようなシステムに適用される。

最近商用無線通信システムにおけるデータ転送の発展ぶりは、スマートアンテナの実用化を促進している。スマートアンテナの設計における主要なアプローチは適合型ヌルステアリング、フェーズドアレイ及びビーム切り替えである。前の二つのシステムの広帯域化応用、例えば、WCDMA の実現は高い実施コストと複雑性を要求する。広帯域アレイの各ブランチ上の、有限インパルス応答 (FIR) または無限インパルス応答 (IIR) フィルタは各アンテナ素子に周波数に応じて変化する位相応答をもたらす。これはある所定の伝搬距離に対して低周波

信号成分は少ない位相変動を持つが、高周波信号成分が同じ距離を伝搬するには位相変動が大きいという事実を補償する。

【0003】

これまでの文献には、種々の広帯域ビームフォーミングネットワークがすでに提案されていた。これらの提案方式には、従来の広帯域ビームフォーマーの構造、即ち、複数のアンテナ素子がそれぞれ時間処理用ディジタルフィルタに接続された構造が取り入れられている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、従来の広帯域アレイはビームフォーミングネットワークにおいてタップ付き遅延線による時間処理を行うという問題があった。提案されている幾つかの広帯域アレイアンテナでは、タップの数が非常に多いため、時間処理はなかり複雑になる。最近提案されている広帯域ビームフォーマーにおいて、線形アレイの矩形型配置によりたて型アレイのビームパターンの分解能の向上が得られるが、その設計方法ではマイクロストリップ技術を用いるときのみに製造できるアンテナ素子を多数必要とする。

【0005】

本発明は、かかる事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、移動通信システムにおけるRF (Radio Frequency) 信号の送受信を行い、構造が簡単であり、かつ将来のWCDMA応用に互換性のある周波数帯域を持つ広帯域アレイアンテナを提供することにある。

【0006】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、本発明は $N \times M$ 個のアンテナ素子と、各アンテナ素子に接続されている実数の係数を持つ乗算器とを有する広帯域アレイアンテナを提供し、各アンテナ素子は、上記 N と M の方向にそれぞれ d_1 と d_2 の間隔で配置され、各アンテナ素子の係数は C_{nm} であり、二つの変数 v と u を $v = \omega d_1 \sin \theta / c$ 、 $u = \omega d_2 \cos \theta / c$ と定義すると、上記アレイアンテナの応答が次のように与えられ、

$$H(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j(n-1)v} e^{-j(m-1)u} \quad (5)$$

ビームパターンの所定の角度と所定の周波数帯域の中心周波数に応じて、 $u-v$ 平面に点 (u_{01}, v_{01}) を適宜選択すると、補助ベクトル $B = [b_1, b_2, \dots, b_L]$ ($L \ll N \times M$) が計算でき、上記各アンテナ素子にそれぞれ対応する上記乗算器の係数 C_{nm} は、次のように計算される。

$$C_{nm} = \sum_{l=1}^L G_a^{-1} b_l e^{-j(n-1)v_{0l}} e^{j(m-1)u_{0l}} \quad (17)$$

【0007】

また、本発明の広帯域アレイアンテナでは、好適には、上記各アンテナ素子は周波数に依存する等しい利得を有する。

【0008】

また、本発明の広帯域アレイアンテナでは、好適には、上記各アンテナ素子の上記利得は、上記中心周波数を含む所定の周波数帯域及び所定の角度において所定の値を有する。

【0009】

また、本発明の広帯域アレイアンテナでは、好適には、上記各乗算器からの出力信号を加算する加算器をさらに有する。

【0010】

また、本発明では、好適には、送信される信号が上記各乗算器に入力され、上記各乗算器の出力信号がそれぞれ対応するアンテナ素子に供給される。

【0011】

さらに、本発明では、好適には、上記補助ベクトル B を計算するために上記 $u-v$ 平面で選択された点 (u_{01}, v_{01}) は、上記 $u-v$ 平面において対称に配置されている。

【0012】

【発明の実施の形態】

図 1 は本発明に係る広帯域アレイアンテナの一実施形態であり、その簡略化した構造を示している。図示のように、本実施形態の広帯域アレイアンテナは、 $N \times M$ 個のアンテナ素子 $E(1, 1), \dots, E(1, M), \dots, E(N, 1), \dots, E(N, M)$ によって構成されている。ここで、各アンテナ素子は周波数に依存し、かつすべてのアンテナ素子において等しい利得を持つと仮定する。到来信号の方向は、方位角度 θ と仰角 β によって決まる。実際に多くの場合と同様、基地局のアンテナアレイに対して到来信号の仰角がほとんど定数であると仮定する。ここで、一般性を失せず仰角 β を $\beta = 90$ 度と考える。 N と M 方向における素子間の間隔はそれぞれ d_1 と d_2 である。

【0013】

素子 $E(n, m)$ における到来信号の位相を考察するために、素子 $E(1, 1)$ を位相基準点とし、当該位相基準点の到来信号の位相を 0 とする。この仮定によって素子 $E(n, m)$ における信号の位相が次式によって与えられる。

【0014】

【数 1】

$$\Phi(n, m) = \frac{\omega}{c}(d_1(n-1)\sin\theta - d_2(m-1)\cos\theta) \quad (1)$$

【0015】

ここで、 $1 \leq n \leq N$ 、かつ $1 \leq m \leq M$ である。式 (1) において、 θ は到来角度 (AOA) であり、 $\omega = 2\pi f$ は角周波数、 c は信号の伝搬速度である。

【0016】

なお、仰角 β が一定であるが必ずしもほぼ 90 度でない場合、 d_1 と d_2 をそれぞれ $d_1 \sin\beta$ と $d_2 \cos\beta$ に置き換える必要があり、これらはほぼ一定の仰角を有する環境においては、実質的にアレイ素子間の有効な距離である。

【0017】

本実施形態のアレイアンテナにおいて、従来の広帯域アレイアンテナと異なり、各アンテナ素子はそれぞれただ一つの実数係数 C_{nm} を持つ乗算器に接続されている。従って、周波数及び角度に対してアレイの応答は次のように書かれる。

【0018】

【数 2】

$$\begin{aligned}
 H_A(\omega, \theta) &= G_a(\omega) \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j \frac{\omega}{c} (d_1(n-1) \sin \theta - d_2(m-1) \cos \theta)} \\
 &= G_a(\omega) H(\omega, \theta)
 \end{aligned} \tag{2}$$

【0019】

式(2)において、 $G_a(\omega)$ は周波数に依存するアンテナ素子の利得を示す。ここで、便宜上二つの新しい変数 v と u をそれぞれ次のように定義する。

【0020】

【数 3】

$$v = \frac{\omega d_1}{c} \sin \theta \tag{3}$$

【0021】

【数 4】

$$u = \frac{\omega d_2}{c} \cos \theta \tag{4}$$

【0022】

式(3)と(4)を式(2)に代入すると、次式が得られる。

【0023】

【数 5】

$$H(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j(n-1)v} e^{-j(m-1)u} \tag{5}$$

【0024】

わずかな違いを有するが、式(5)は $u-v$ 平面における2次元の周波数応答を示している。図2に示すように、座標 u と v は、 $-\pi$ から $+\pi$ の範囲内に限られている。これは、例えば、変数 u を次のように書けるからである。

【0025】

【数 6】

$$|u| = \left| \frac{\omega d_2}{c} \cos \theta \right| \leq \frac{\omega d_2}{c} \leq \frac{2\pi f \lambda_{\min}}{c} = \frac{2\pi f}{c} \frac{c}{2f_{\max}} \leq \pi \quad (6)$$

【0026】

なお、良好な相関関係を持つアレイアンテナシステムにとって、 $d_1, d_2 < \lambda_{\min} / 2 = 1 / 2 f_{\max}$ であることが要求される。ここで、 λ_{\min} は最小波長で、 f_{\max} はそれに対応する最大周波数である。また、式(6)は変数 v に対しても成立する。

【0027】

式(3)と(4)によれば、次式が得られる。

【0028】

【数 7】

$$\frac{v}{u} = \frac{d_1}{d_2} \tan \theta = \tan \phi \quad (7)$$

【0029】

特例として $d_1 = d_2$ の場合、 θ と ϕ が等しくなり、もしそうでなければ ϕ は次式によって与えられる。

【0030】

【数 8】

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{d_1}{d_2} \tan \theta \right) \quad (8)$$

【0031】

さらに、次の式が与えられる。

【0032】

【数 9】

$$\left(\frac{v}{\omega d_1/c}\right)^2 + \left(\frac{u}{\omega d_2/c}\right)^2 = 1 \quad (9)$$

【0033】

式 (9) は、 $u-v$ 平面において $u=v=0$ を中心とする楕円を表している。

特例として $d_1 = d_2 = d$ の場合、式 (9) は次のように書ける。

【0034】

【数 10】

$$v^2 + u^2 = \left(\frac{\omega d}{c}\right)^2 \quad (10)$$

【0035】

式 (10) は、半径 $\omega d/c$ の円を表している。

式 (8) と式 (9) はそれぞれ $u-v$ 平面における固定の角度と固定の周波数の軌跡を示している。

【0036】

図 3 と図 4 はそれぞれ式 (8) 及び式 (9) に応じて所定の角度 θ 及び所定の角周波数 ω を表す二つの軌跡を示す図である。二つの軌跡をそれぞれ図 3 と図 4 に描くことは、本実施形態のアレイアンテナにおける広帯域のビームフォーミングの角度と周波数特性を決定するには有益である。

【0037】

ここで、アレイアンテナシステムは $\theta = \theta_0$ 、中心周波数 $\omega = \omega_0$ となるように設計されると仮定する。 $u-v$ 平面において要求される点の配置を表すプロットは図 5 によって示されている。この配置は $\phi_0 = \tan^{-1}(d_1 \tan \theta_0 / d_2)$ 、かつ $r_l < r < r_h$ によって制限される。ここで、 r_l と r_h はそれぞれ次のように与えられる。

【0038】

【数 1 1】

$$r_l = \frac{\omega_l}{c} \bar{d}, \quad r_h = \frac{\omega_h}{c} \bar{d} \quad \text{and} \quad \bar{d} = \sqrt{d_1^2 \sin^2 \theta_0 + d_2^2 \cos^2 \theta_0} \quad (11)$$

【0039】

u-v 平面の原点に対する軌跡の対称性は各アンテナ素子に対応する乗算器の係数 C_{nm} を実数であることをもたらす。理想的な広帯域システムにおいて、関数 $H(u, v)$ の理想的な値は次のように定められる。

【0040】

【数 1 2】

$$H_{ideal} = \begin{cases} G_a^{-1} & ; \quad \phi_0 = \tan^{-1}(\frac{d_1}{d_2} \tan \theta_0), \quad r_l < |r| < r_h \\ 0 & ; \quad \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

【0041】

例えば、各素子が周波数区間 $\omega_l < \omega < \omega_h$ において帯域通過特性 $G_a(\omega)$ を持つとすると、 $G_a^{-1}(\omega)$ は逆の特性、即ち、同じ周波数帯域において帯域減衰特性を持つ。このような u-v 平面における利得値の簡単な変更はアンテナ素子の望まぬ特性を補正可能にする。

【0042】

実際のアルゴリズムでは理想の事例をそのまま適用できないことが明らかである。このため本実施形態のアレイアンテナシステムにおいて、係数 C_{nm} を決定する方法が考案される。以下、各アンテナ素子に接続されている乗算器の係数 C_{nm} の決定方法について詳しく説明する。

【0043】

乗算器を設計するにあたって、実施困難である u-v 平面上のすべての点を制御する方法に代わって、この平面における L 個の点について考える。これらの L 個の点は、u-v 平面において原点を除いて対称に配置されるので、L は偶数であると考えられる。次のように、二つのベクトルが定義される。

【0044】

【数 1 3】

$$\mathbf{B} = [b_1, b_2, \dots, b_L]^T \quad (13)$$

【0045】

【数 1 4】

$$\mathbf{H}_0 = [H(u_{01}, v_{01}), H(u_{02}, v_{02}), \dots, H(u_{0L}, v_{0L})]^T \quad (14)$$

【0046】

式(13)と(14)において、肩文字Tは転置を表す。ベクトル \mathbf{H}_0 の要素は $u-v$ 平面の原点に対して対称になる任意の二つの組 (u_{0l}, v_{0l}) に対して等しい値を持つ。ここで、 $l=1, 2, \dots, L$ である。これに加えて、これらの点は式(12)に示すように周波数依存性の素子を考える。ベクトル \mathbf{B} は補助ベクトルであり、設計の過程で計算される。

【0047】

ここで、 $H(u, v)$ が二つの基本的な多項式の積と仮定すると、加重合計の結果は次のようになる。

【0048】

【数 1 5】

$$H(u, v) = \sum_{l=1}^L b_l \left(\sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(v-v_{0l})} \right) \left(\sum_{m=1}^M e^{-j(m-1)(u-u_{0l})} \right) \quad (15)$$

【0049】

実質上このような形を持つ $H(u, v)$ によって、 $N \times M$ 個の方程式を持つ複雑なシステムから $N \times M$ 個の係数 C_{nm} を直接計算するという問題が L 個の方程式を解く新しい問題に簡素化される。これは、通常 L は $L \ll N \times M$ となるように選択されているからである。本実施形態のビームフォーミング方式の最終的なタスクは b_1 から各乗算器の係数 C_{nm} を求めることになる。

【0050】

式(14)を書き直すと、 b_1 と係数 C_{nm} との関係は次のように与えられる。

【0051】

【数 16】

$$H(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \left\{ \sum_{l=1}^L b_l e^{-j(n-1)v_{0l}} e^{j(m-1)u_{0l}} \right\} e^{j(n-1)v} e^{-j(m-1)u} \quad (16)$$

【0052】

式 (5) と比べて、また、式 (2) を用いると、係数 C_{nm} が次のように与えられる。

【0053】

【数 17】

$$C_{nm} = \sum_{l=1}^L G_a^{-1} b_l e^{-j(n-1)v_{0l}} e^{j(m-1)u_{0l}} \quad (17)$$

【0054】

即ち、ベクトル B を計算したあと、式 (17) によって係数 C_{nm} が求められる。なお、 G_a^{-1} は周波数の関数であり、従って u_{0l} と v_{0l} の値に応じて変化する。式 (15) からベクトル B を計算することはさほど困難ではない。要素 $\{a_{kl}\}$ ($1 \leq k, 1 \leq L$) を持つ $L \times L$ のマトリックス A を次のように定義する。

【0055】

【数 18】

$$a_{kl} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(v_{0k}-v_{0l})} \sum_{m=1}^M e^{-j(m-1)(u_{0k}-u_{0l})} \quad (18)$$

【0056】

式 (13)、(14) 及び (15) によって、次式が与えられる。

【0057】

【数 19】

$$\tilde{H}_0 = AB \quad (19)$$

【0058】

従って、ベクトル B は次のように得られる。

【0059】

【数20】

$$\mathbf{B} = \mathbf{A}^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0 \quad (20)$$

【0060】

マトリックスAは非零の行列式を持つと仮定する。即ち、その逆が存在する。そして、式(17)から係数 C_{nm} の値を計算し、設計が終了する。

【0061】

図6と図7は、本実施形態の広帯域アレイアンテナがそれぞれ受信と送信に用いられるときの様子を示している。上述したように、アレイアンテナは $N \times M$ 個のアンテナ素子 $E(1, 1), \dots, E(1, M), \dots, E(N, 1), \dots, E(N, M)$ によって構成されている。図6に示すように、アレイアンテナが信号の受信に用いられる場合、これらのアンテナ素子はそれぞれ乗算器 $M(1, 1), \dots, M(1, M), \dots, M(N, 1), \dots, M(N, M)$ に接続されている。各アンテナ素子は、周波数に依存する等しい利得を持ち、各乗算器 $M(n, m)$ ($1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq M$)は上述した設計過程で得られた実数値の係数 C_{nm} を持っている。各乗算器の出力信号が加算器に入力され、加算器からアレイアンテナの受信信号として、入力信号の合計 S_0 が出力される。

【0062】

アレイアンテナを設計するとき、到来信号の各到来角度に対して予め一組みとなる $N \times M$ 個の係数 C_{nm} が計算されるので、アンテナ素子の係数組を順次切り替えることによって、アンテナアレイの周囲すべての角度からの到来信号が受信される。即ち、機械的にアレイアンテナを回転させる代わりに各乗算器の係数の組を切り替えることでビームパターンの方向変換を実現できる。

【0063】

図17に示すように、アレイアンテナが信号の送信に用いられるとき送信される信号がすべての乗算器 $M(1, 1), \dots, M(1, M), \dots, M(N, 1), \dots, M(N, M)$ に入力される。各乗算器において、入力信号に係数 C_{nm} が乗算され、その結果がそれぞれ対応するアンテナ素子に送られる。各アンテナ素子が

ら放射された信号が互いに干渉しあって、それぞれ各アンテナ素子から放射された個々の信号の合計となる送信信号が生成される。即ち、所定の方向に信号を送信する所望のビームパターンが形成される。

【 0 0 6 4 】

以下、簡単でかつ有効な 4×4 矩形アレイアンテナの一例について説明する。まず、ビームフォーミングの設計手順、即ち、各アンテナ素子に接続されている乗算器の係数 C_{nm} の決定について述べ、次にシミュレーションの結果に応じてアレイの特徴について説明する。

【 0 0 6 5 】

ここで、ビームフォーマの角度を $\theta_0 = -40$ 度、中心周波数を $\omega_0 = 0.7\pi c/d$ とし、かつ $d = d_1 = d_2$ とする。この例において、 $u-v$ 平面における点の数の制限によって、 $G_a = 1$ と仮定する。まず、4組のクリティカル点 (u_{01}, v_{01}) が次のように計算される。

【 0 0 6 6 】

【数 2 1】

$$P_1: (u_{01}, v_{01}) = (u_0, v_0) \quad (21)$$

【数 2 2】

$$P_2: (u_{02}, v_{02}) = (-u_0, -v_0) \quad (22)$$

【数 2 3】

$$P_3: (u_{03}, v_{03}) = (v_0, -u_0) \quad (23)$$

【数 2 4】

$$P_4: (u_{04}, v_{04}) = (-v_0, u_0) \quad (24)$$

【 0 0 6 7 】

式 (21) ~ (24) において、変数 u_0 と v_0 はそれぞれ式 (3) と (4) から求められる。そして、ベクトル H_0 は次のように形成される。

【 0 0 6 8 】

【数 25】

$$\tilde{\mathbf{H}}_0 = \mathbf{H}_0 = [1, 1, 0, 0]^T \quad (25)$$

【0069】

次に、マトリックスAは式(18)を用いて構成され、ベクトルBは式(20)から計算される。最後に、 $1 \leq m, n \leq 4$ において、係数 C_{nm} は式(17)によって計算される。 $u-v$ 平面において選択された点 (u_{01}, v_{01}) の対称性によって、係数 C_{nm} の値がすべて実数である。これは実環境において演算を簡単にする。

【0070】

図8は、上述した設計手順によって得られた係数 C_{nm} に応じて、式(5)から計算された実際の2次元周波数応答 $H(u, v)$ を示している。明らかに、点P1とP2において二つのピークを持ち、点P3とP4において二つの零点を持つ。このパターンから得られた重要な結果は、 $\omega = \omega_0$ に対応した比較的大きな範囲においてほぼ一定の振幅を持つ周波数応答が得られることである。即ち、中心周波数 ω_0 の周波数帯域に対して設計された 4×4 矩形アレイアンテナは広帯域の性能を有する。

【0071】

図9はこうした事情をさらに明白に示している。図9において、設定したビームフォーミング角度 θ_0 、即ち -40 度を含む角度範囲において、角度 ω_l から ω_h までの異なる周波数における複数の指向性ビームパターンを示している。この図によると、周波数応答は $\omega_l = 0.6\pi c/d$ から $\omega_h = 0.8\pi c/d$ までであり、即ち、28.6パーセントの分数帯域幅である。IMT-2000に準ずるキャリア周波数2.1GHz程度のWCDMAシステム、即ち、中心周波数 $f_0 = 2.1$ GHzの広帯域信号を仮定すると、素子間間隔は次のように求められる。

【0072】

【数 2 6】

$$d = 0.7\pi \frac{c}{2\pi f_0} = 0.05 \text{ m} \quad (26)$$

【0 0 7 3】

IMT-2000におけるWCDMA移動通信システムにおいて、上限と下限の周波数はそれぞれ $f_h = 2.4 \text{ GHz}$ 及び 1.8 GHz である。この周波数帯域は、将来のWCDMA移動通信システムに割り当てられるすべての周波数を含む。

【0 0 7 4】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、単に実数係数を持つ複数の乗算器にそれぞれ接続されている複数の簡単なアンテナ素子からなる矩形アレイによって、広い帯域幅を持つ新しいアレイアンテナを構成できる。本発明においてビームフォーミングネットワークの設計アルゴリズムに従ってそれぞれの乗算器の係数が求められる。

従来提案された広帯域ビームフォーマに較べると、本発明の広帯域アレイアンテナは広帯域を実現するためにより少ない数のアンテナ素子を利用している。上述した広帯域ビームフォーマのシミュレーションにおいて、 $4 \times 4 = 16$ 個の素子を持ち、所定の角度において周波数依存性のないビームパターンを持つアレイを構成することができる。

【0 0 7 5】

また、本発明の広帯域アレイアンテナにおいて、各アンテナ素子に接続されているフィルタに遅延素子を含まない。即ち、時間処理を行わずに矩形の広帯域アレイアンテナを実現できる。

従来のアレイアンテナにおいて、各アンテナ素子に接続されているほとんどの乗算器の係数は複素数であるので、複素数を用いて演算を行うため乗算器の信号処理は複雑になる。しかし、本発明の広帯域アレイアンテナによれば、各アンテナ素子に接続されている乗算器が実数の係数を持つため、信号処理が簡単で高速

である。また、他の時間処理に基づく方法に較べると係数のダイナミックレンジが低い。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

図 1 は本発明に係る広帯域アレイアンテナの一実施形態であり、構造が簡略化されたものを示す図である。

【図 2】

図 2 はビームフォーミングネットワークの設計を簡略化するために定義された 2 次元 $u-v$ 平面を示す図である。

【図 3】

図 3 は $u-v$ 平面における定数の角度 θ の軌跡を示す図である。

【図 4】

図 4 は $u-v$ 平面における定数の角周波数 ω の軌跡を示す図である。

【図 5】

図 5 は広帯域アレイアンテナを設計するため $u-v$ 平面上の所望の点を示す図である。

【図 6】

図 6 は信号受信用広帯域アレイアンテナの構成を示す図である。

【図 7】

図 7 は信号送信用広帯域アレイアンテナの構成を示す図である。

【図 8】

図 8 は設計された係数に応じて計算された 2 次元周波数応答 $H(u, v)$ を示す図である。

【図 9】

図 9 はそれぞれ異なる周波数において所定のビームフォーミング角度を含む角度領域における複数の指向性ビームパターンを示す図である。

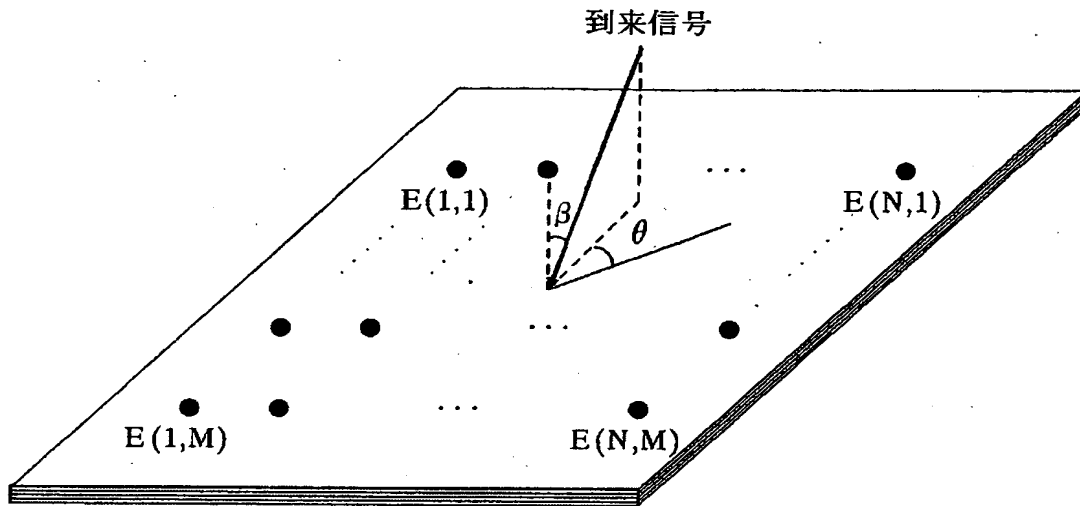
【符号の説明】

$E(1, 1), \dots, E(1, M), \dots, E(N, 1), \dots, E(N, M) \dots$ アンテナ素子、

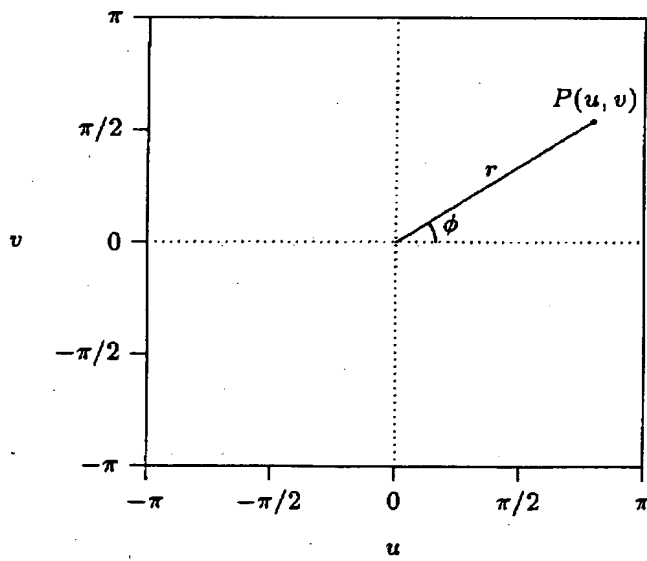
$M(1, 1), \dots, M(1, M), \dots, M(N, 1), \dots, M(N, M) \dots$ 乗
算器。

【書類名】 図面

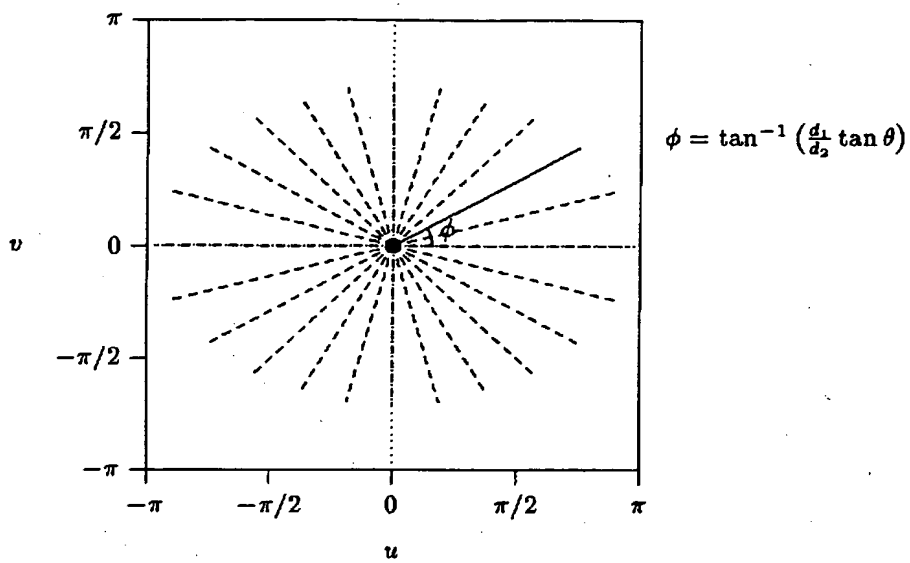
【図 1】



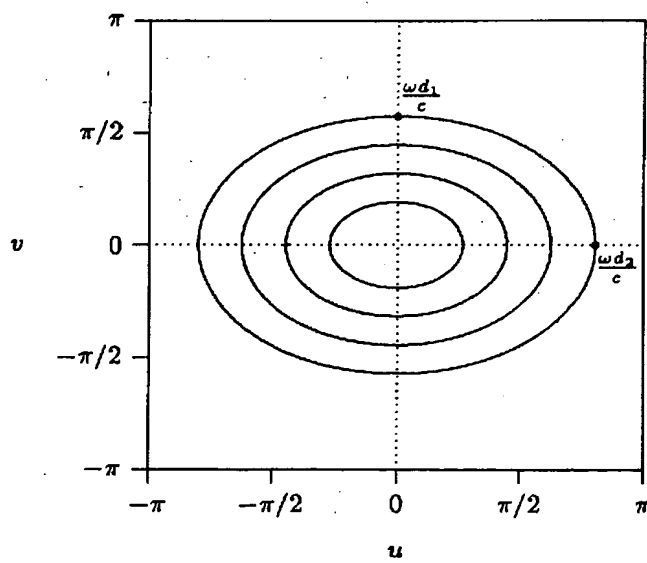
【図 2】



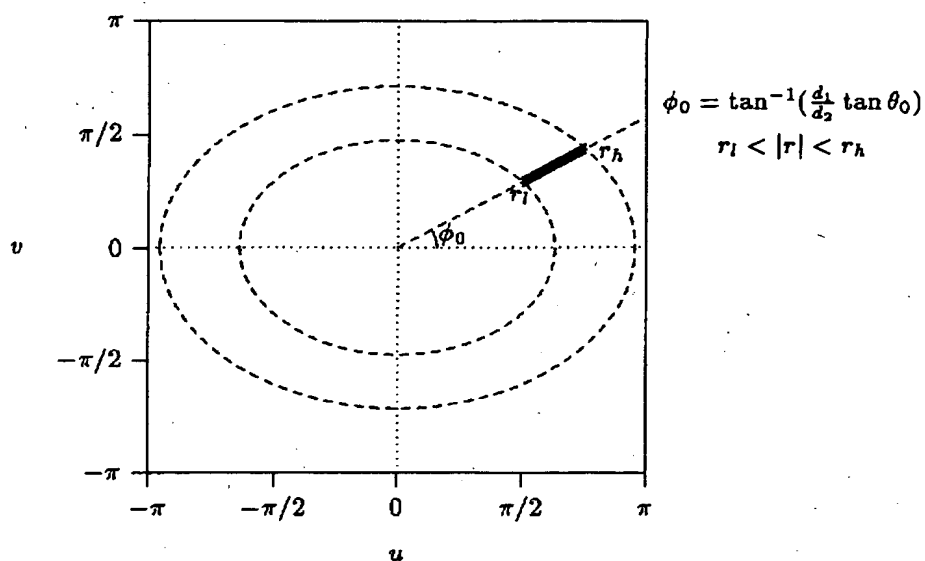
【図 3】



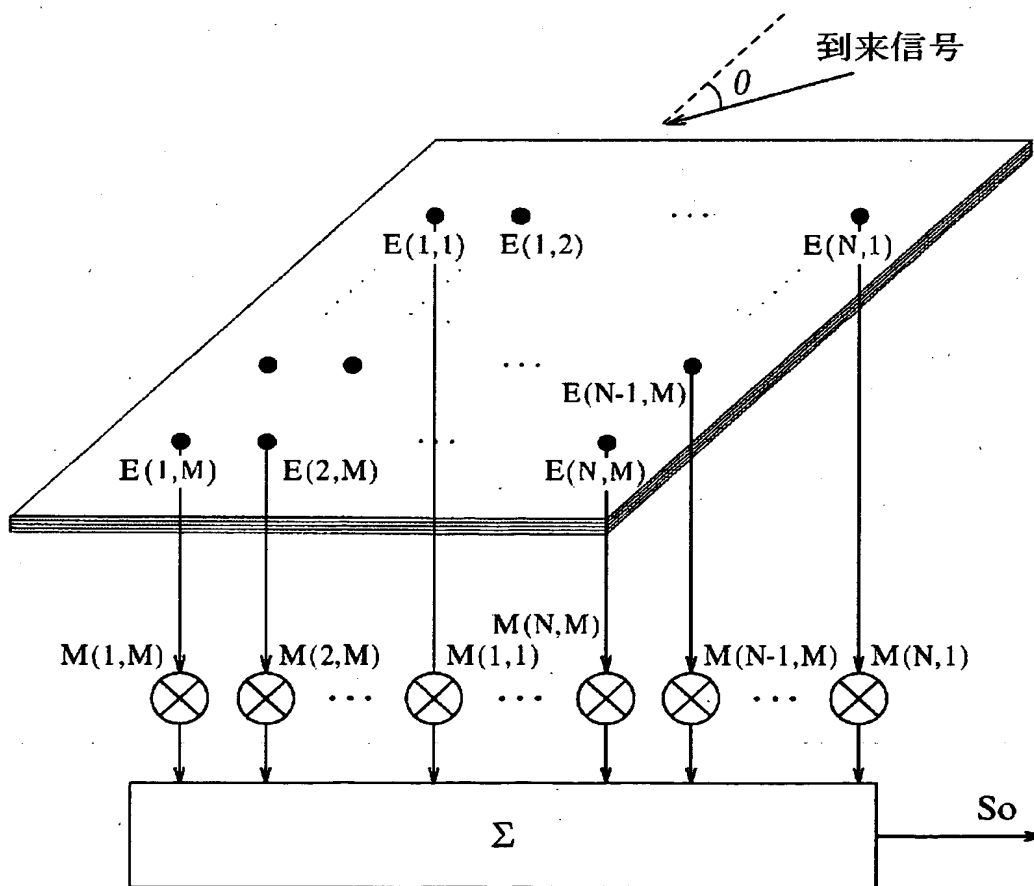
【図 4】



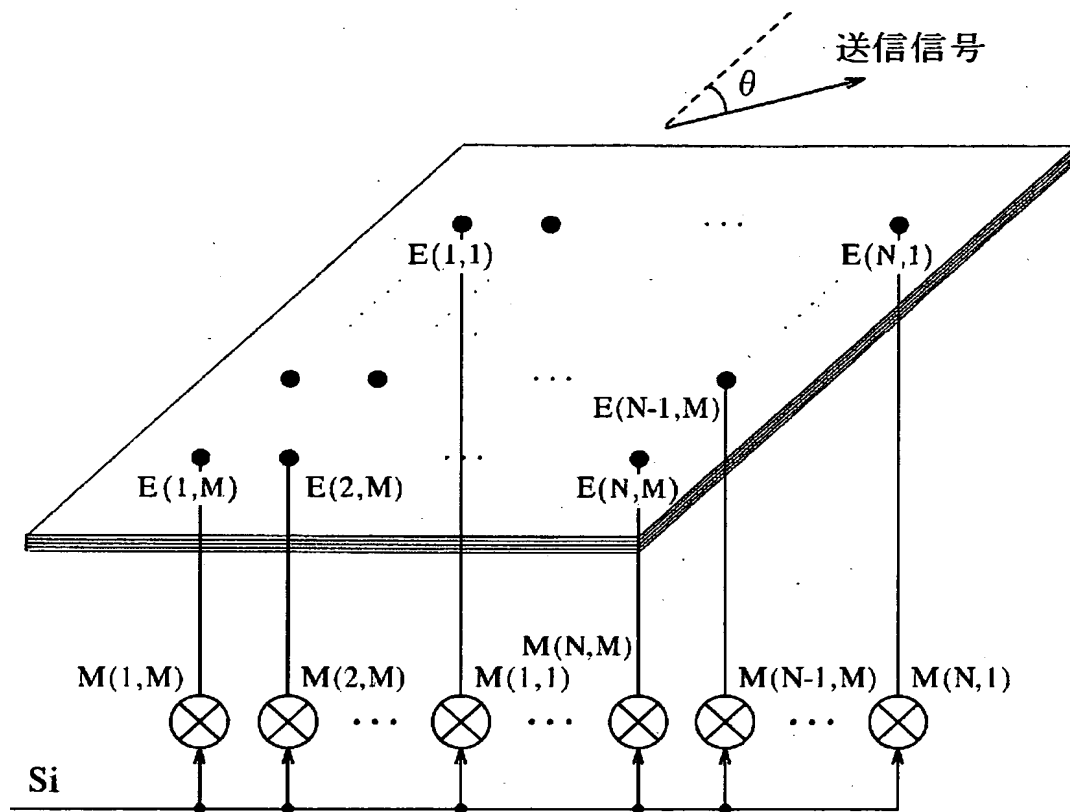
【図 5】



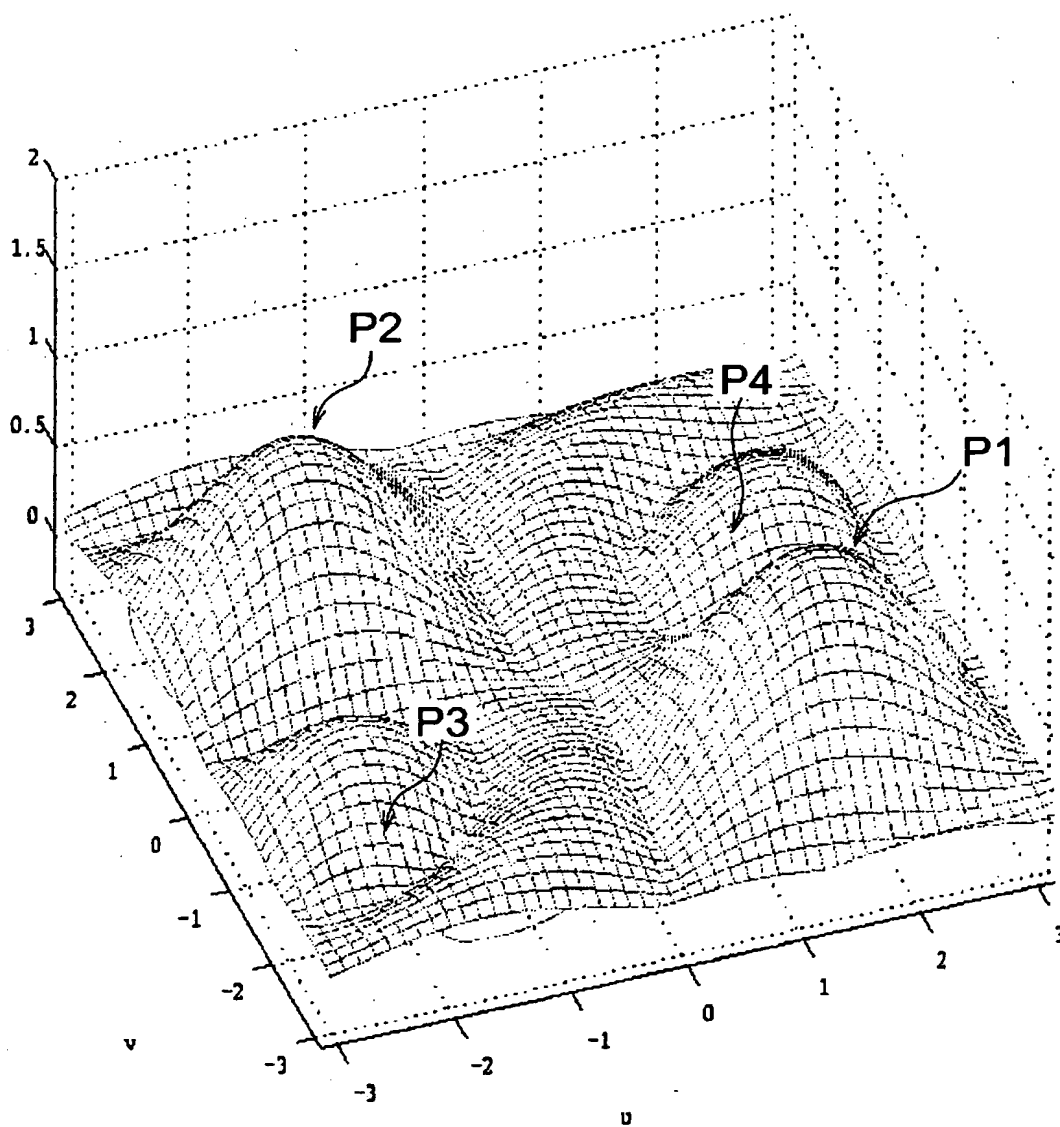
【図 6】



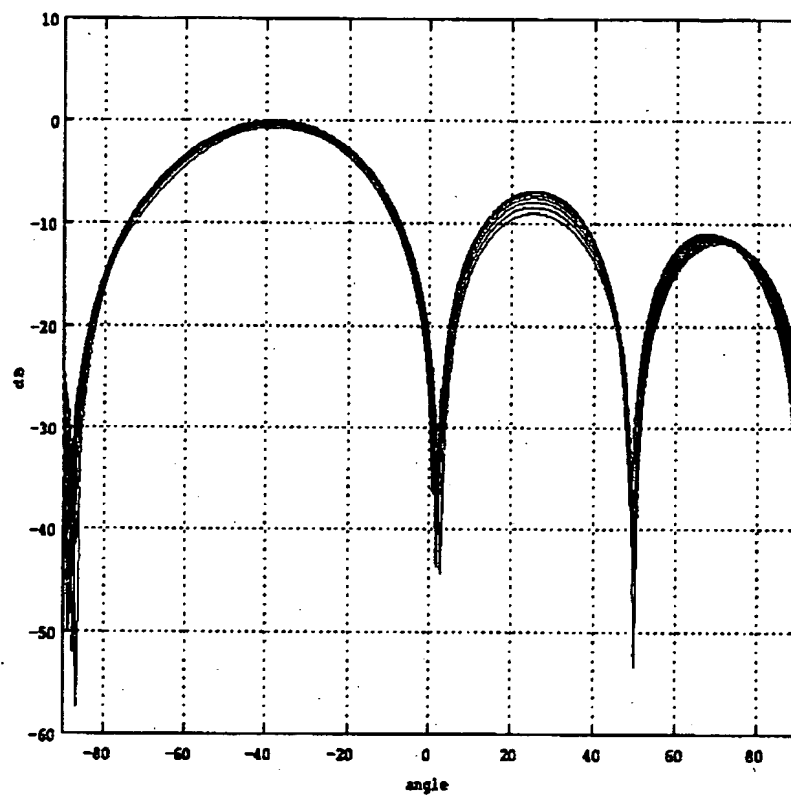
【図 7】



【図8】



【図9】



認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2001-055453
受付番号	50100635397
書類名	翻訳文提出書
担当官	佐藤 浩聡 7664
作成日	平成 13 年 5 月 14 日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	000002185
【住所又は居所】	東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 35 号
【氏名又は名称】	ソニー株式会社

【代理人】

申請人	
【識別番号】	100094053
【住所又は居所】	東京都台東区柳橋 2 丁目 4 番 2 号 創進国際特許 事務所
【氏名又は名称】	佐藤 隆久

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000002185]

1. 変更年月日 1990年 8月30日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都品川区北品川6丁目7番35号

氏 名 ソニー株式会社

【書類名】 特許願

【整理番号】 0100043301

【特記事項】 特許法第36条の2第1項の規定による特許出願

【提出日】 平成13年 2月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H01Q 21/00

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都品川区東五反田3丁目14番13号 株式会社ソ
 ニーコンピュータサイエンス研究所内

 【氏名】 モハマド ガバミ

【特許出願人】

 【識別番号】 000002185

 【氏名又は名称】 ソニー株式会社

 【代表者】 出井 伸之

【代理人】

 【識別番号】 100094053

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 佐藤 隆久

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 014890

 【納付金額】 35,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 外国語明細書 1

 【物件名】 外国語図面 1

 【物件名】 外国語要約書 1

 【包括委任状番号】 9707389

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 外国語明細書

[NAME OF DOCUMENT] Specification

[TITLE OF INVENTION] Wide-band Array Antenna

[CLAIMS]

[Claim 1]

A wide-band array antenna comprising:

$N \times M$ antenna elements, and

multipliers connected to each said antenna element, each having a real-valued coefficient, wherein

assuming that said elements are placed at distances of d_1 and d_2 in the directions of N and M , respectively, the coefficient of each multiplier is C_{nm} , and by defining two variables as $v = \omega d_1 \sin \theta / c$, and $u = \omega d_2 \cos \theta / c$, the response of said array antenna can be given as:

$$H(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j(n-1)v} e^{-j(m-1)u} \quad (5)$$

by appropriately selecting points (u_{01}, v_{01}) on the $u-v$ plane according to a predetermined angle of beam pattern and the center frequency of a predetermined frequency band, the elements b_l of an auxiliary vector $B = [b_1, b_2, \dots, b_L]$ ($L \ll N \times M$) can be calculated and the coefficient C_{nm} of each said multiplier corresponding to each antenna element can be calculated as follows

$$C_{nm} = \sum_{l=1}^L G_a^{-1} b_l e^{-j(n-1)v_{0l}} e^{j(m-1)u_{0l}} \quad (17)$$

[Claim 2]

A wide-band array antenna as set forth in claim 1, wherein said each antenna element has a frequency dependent gain which is the same for all elements.

[Claim 3]

A wide-band array antenna as set forth in claim 1, wherein the gain of the antenna element has a predetermined value at a predetermined frequency band including the center frequency and at a predetermined angle.

[Claim 4]

A wide-band array antenna as set forth in claim 1, further comprises
an adder for adding the output signals from said multipliers.

[Claim 5]

A wide-band array antenna as set forth in claim 1, wherein
a signal to be sent is input to said multipliers and the output signal of each said multiplier is applied to the corresponding antenna element.

[Claim 6]

A wide-band array antenna as set forth in claim 1, wherein said selected points (u_{01} , v_{01}) on the u-v plane for computing the elements of said auxiliary vector B are symmetrically distributed on the u-v plane.

[DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION]

[0001]

[Technical Field of the Invention]

The present invention relates to a wide-band array antenna

, particularly relates to a wide-band array antenna for improvement of the performance of a mobile communication system employing the wide-band code division multiple access (WCDMA) transmission scheme.

[0002]

[Prior Art]

Smart antenna techniques at the base station of a mobile communication system can dramatically improve the performance of the system by employing spatial filtering in a WCDMA system. Wide-band beam forming with relatively low fractional band-width should be engaged in these systems.

The current trend of data transmission in commercial wireless communication systems facilitates the implementation of smart antenna techniques. Major approaches for the designs of smart antenna include adaptive null steering, phased array and switched beams. The realization of the first two systems for wide-band applications, such as WCDMA requires a strong implementation cost and complexity. On each branch of a wide-band array, a finite impulse response (FIR) or an infinite impulse response (IIR) filter allows each element to have a phase response that varies with frequency. This compensates from the fact that lower frequency signal components have less phase shift for a given propagation distance, whereas higher frequency signal components have greater phase shift as they travel the same length.

[0003]

Different wide-band beam forming networks have been already proposed in literature. The conventional structure of a wide-band beam former, that is, several antenna elements each connected to a digital filter for time processing, has been employed in all these schemes.

[0004]

[Problem to be Solved by the Invention]

Conventional wide-band arrays suffer from the implementation of tapped-delay-line temporal processors in the beam forming networks. In some proposed wide-band array antennas, the number of taps is sometimes very high which complicates the time processing considerably. In a recently proposed wide-band beam former, the resolution of the beam pattern at end-fire of the array is improved by rectangular arrangement of a linear array, but the design method requires many antenna elements which can only be implemented if micro-strip technology is employed for fabrication.

[0005]

The present invention was made in consideration with such a circumstance and has as an object thereof to provide a wide-band array antenna for sending or receiving the radio frequency signals of a mobile communication system, which has a simple construction and has a bandwidth compatible with future WCDMA applications.

[0006]

[Means for Solving the Problem]

To achieve the above object, according to a first aspect of the present invention, there is provided a wide-band array antenna comprising $N \times M$ antenna elements, and multipliers connected to each said antenna element, each having a real-valued coefficient, wherein assuming that said elements are placed at distances of d_1 and d_2 in directions of N and M , respectively, the coefficient of each said multiplier is C_{nm} , and by defining two variables as $v = \omega d_1 \sin \theta / c$, and $u = \omega d_2 \cos \theta / c$, the response of said array antenna can be given as follows:

$$H(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j(n-1)v} e^{-j(m-1)u} \quad (5)$$

by appropriately selecting points (u_{0l}, v_{0l}) on the $u-v$ plane according to a predetermined angle of beam pattern and the center frequency of a predetermined frequency band, the elements b_l of an auxiliary vector $B = [b_1, b_2, \dots, b_L]$ ($L \ll N \times M$) can be calculated and the coefficient C_{nm} of each said multiplier corresponding to each antenna element can be calculated according to

$$C_{nm} = \sum_{l=1}^L G_a^{-1} b_l e^{-j(n-1)v_{0l}} e^{j(m-1)u_{0l}} \quad (17)$$

[0007]

In the wide-band array antenna of the present invention, preferably said each antenna element has a frequency dependent gain which is the same for all elements.

[0008]

In the wide-band array antenna of the present invention, preferably the gain of the antenna element has a predetermined value at a predetermined frequency band including the center frequency and at a predetermined angle.

[0009]

Preferably, the wide-band array antenna of the present invention further comprises an adder for adding the output signals from said multipliers.

[0010]

In the wide-band array antenna of the present invention, preferably a signal to be sent is input to said multipliers and the output signal of each said multiplier is applied to the corresponding antenna

element.

[0011]

In the wide-band array antenna of the present invention, preferably said selected points (u_{01}, v_{01}) on the u - v plane for computing the elements of said auxiliary vector B are symmetrically distributed on the u - v plane.

[0012]

[Embodiments of the Invention]

Figure 1 shows a simplified structure of a wide-band array antenna according to an embodiment of the present invention. As illustrated, the wide-band array antenna of the present embodiment is constituted by $N \times M$ antenna elements $E(1,1), \dots, E(1,M), \dots, E(N,1), \dots, E(N,M)$.

Here, it is supposed that each antenna element has a frequency dependant gain which is the same for all elements. The direction of the arriving signal is determined by the azimuth angle θ and the elevation angle β .

As in most practical cases, it is assumed that the elevation angles of the incoming signals to the base station antenna array are almost constant. Here, without loss of generality, the elevation angle β is considered as $\beta = 90$ degrees. The inter-element spacing for the directions of N and M are d_1 and d_2 , respectively.

[0013]

To consider the phase of the arriving signal at the element $E(n,m)$, the element $E(1,1)$ is considered to be the phase reference point and the phase of the receiving signal at the reference point is therefore 0. With this assumption, the phase of the signal at the element $E(n,m)$ is given by the following equation.

[0014]

[Equation 1]

$$\Phi(n, m) = \frac{\omega}{c}(d_1(n-1)\sin\theta - d_2(m-1)\cos\theta) \quad (1)$$

[0015]

where $1 \leq n \leq N$, $1 \leq m \leq M$. In equation(1), θ is considered as the angle of the arrival (AOA), $\omega=2\pi f$ is the angular frequency and c is the propagation speed of the signal.

[0016]

Note that if the elevation angle β was constant but not necessarily near 90 degrees, then it is necessary to modify d_1 and d_2 to new constant values of $d_1\sin\phi$ and $d_2\sin\phi$, respectively, which are in fact the effective array inter-element distances in an environment with almost fixed elevation angles.

[0017]

In the array antenna of the present embodiment, unlike conventional wide-band array antennas, it is assumed that each antenna element is connected to a multiplier with only one single real coefficient C_{nm} . Hence, the response of the array with respect to frequency and angle can be written as follows:

[0018]

[Equation 2]

$$\begin{aligned} H_A(\omega, \theta) &= G_a(\omega) \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j\frac{\omega}{c}(d_1(n-1)\sin\theta - d_2(m-1)\cos\theta)} \\ &= G_a(\omega) H(\omega, \theta) \end{aligned} \quad (2)$$

[0019]

In equation (2), $G_a(\omega)$ represents the frequency-dependent gain of the antenna elements. Here, for simplicity, two new variables v

and u are defined as follows.

[0020]

[Equation 3]

$$v = \frac{\omega d_1}{c} \sin \theta \quad (3)$$

[0021]

[Equation 4]

$$u = \frac{\omega d_2}{c} \cos \theta \quad (4)$$

[0022]

Applying equation (3) and (4) in equation (2) gives the following equation.

[0023]

[Equation 5]

$$H(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j(n-1)v} e^{-j(m-1)u} \quad (5)$$

[0024]

With a minor difference, equation (5) represents a two dimensional frequency response in the u - v plane. The coordinates u and v , as illustrated in figure 2, are limited to a range from $-\pi$ to $+\pi$, because for example the variable u can be written as

[0025]

[Equation 6]

$$|u| = \left| \frac{\omega d_2}{c} \cos \theta \right| \leq \frac{\omega d_2}{c} \leq \frac{2\pi f \lambda_{\min}}{c} = \frac{2\pi f}{c} \frac{c}{2f_{\max}} \leq \pi \quad (6)$$

[0026]

Note that for a well-correlated array antenna system, it is required that $d_1, d_2 < \lambda_{\min}/2 = 1/2f_{\max}$, where λ_{\min} and f_{\max} are the minimum wavelength and the corresponding maximum frequency, respectively. Equation (6) is valid for v as well.

[0027]

According to equations (3) and (4), it can be written that

[0028]

[Equation 7]

$$\frac{v}{u} = \frac{d_1}{d_2} \tan \theta = \tan \phi \quad (7)$$

[0029]

In the special case of $d_1 = d_2$, θ and ϕ are equal, otherwise, ϕ can be given by the following equation.

[0030]

[Equation 8]

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{d_1}{d_2} \tan \theta \right) \quad (8)$$

[0031]

Furthermore, the following equation can be given as

[0032]

[Equation 9]

$$\left(\frac{v}{\omega d_1/c}\right)^2 + \left(\frac{u}{\omega d_2/c}\right)^2 = 1 \quad (9)$$

[0033]

Equation (9) demonstrates an ellipse with the center at $u = v = 0$ on the u - v plane. In the special case of $d_1 = d_2 = d$, the equation (9) can be rewritten as following

[0034]

[Equation 10]

$$v^2 + u^2 = \left(\frac{\omega d}{c}\right)^2 \quad (10)$$

[0035]

Equation (10) demonstrates circles with radius $\omega d/c$.

Equations (8) and (9) represent the loci of constant angle and constant frequency in the u - v plane, respectively.

[0036]

Figures 3 and 4 are diagrams showing the two loci of constant angle θ and constant angular frequency ω according to equations (8) and (9). Plotting the two loci in Fig.3 and Fig.4, is helpful for determination of the angle and frequency characteristics of the wide-band beam forming in the array antenna of the present embodiment.

[0037]

Here, assume that an array antenna system is to be designed with $\theta = \theta_0$, and the center frequency is $\omega = \omega_0$. A demonstrative plot, showing the location of the desired points on the u - v plane is given in Figure 5. This location is limited by $\phi_0 = \tan^{-1}(d_1 \tan \theta_0 / d_2)$ and $r_1 < r < r_h$, where r_1 and r_h can be given as follows, respectively.

[0038]

[Equation 11]

$$r_l = \frac{\omega_l}{c} \bar{d}, \quad r_h = \frac{\omega_h}{c} \bar{d} \quad \text{and} \quad \bar{d} = \sqrt{d_1^2 \sin^2 \theta_0 + d_2^2 \cos^2 \theta_0} \quad (11)$$

[0039]

The symmetry of the loci with respect to the origin of the u-v plane results real values of the coefficients C_{nm} for the multipliers of each antenna element. In the ideal wide-band system, the ideal values of the function $H(u,v)$ can be assigned as follows.

[0040]

[Equation 12]

$$H_{ideal} = \begin{cases} G_a^{-1} & ; \quad \phi_0 = \tan^{-1}(\frac{d_1}{d_2} \tan \theta_0), \quad r_l < |r| < r_h \\ 0 & ; \quad \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

[0041]

For example, if the elements have band pass characteristics $G_a(\omega)$ in the frequency interval of $\omega_l < \omega < \omega_h$, then $G_a^{-1}(\omega)$ will have an inverse characteristics, that is, band attenuation in the same frequency band. This simple modification in the gain values of the u-v plane makes it possible to compensate to the undesired features of the antenna elements.

[0042]

It is clear that the ideal case is not implementable with practical algorithms. So in the array antenna system of the present embodiment, a method for determination of the coefficients C_{nm} is considered. Below, an explanation of the method for determination of the coefficients C_{nm} for multipliers connected to the antenna elements will be given

in detail.

[0043]

For the design of the multipliers, instead of controlling all points of the u - v plane, which is very difficult to do, L points on this plane are considered. These L points are symmetrically distributed on the u - v plane and do not include the origin, thus L considered an even integer. Two vectors are defined as follows.

[0044]

[Equation 13]

$$\mathbf{B} = [b_1, b_2, \dots, b_L]^T \quad (13)$$

[Equation 14]

$$\mathbf{H}_0 = [H(u_{0_1}, v_{0_1}), H(u_{0_2}, v_{0_2}), \dots, H(u_{0_L}, v_{0_L})]^T \quad (14)$$

[0046]

In equations (13) and (14), the superscript T stands for transpose. The elements of the vector \mathbf{H}_0 have the same values for any two pairs (u_{0_l}, v_{0_l}) , where $l=1, 2, \dots, L$, which are symmetrical with respect to the origin of the u - v plane. In addition, they consider the frequency-dependence of the elements in a way like equation (12). The vector \mathbf{B} is an auxiliary vector and will be computed in the design procedure.

[0047]

Here, assume that $H(u, v)$ is expressed by the multiplication of two basic polynomials and then the summation of the weighted result as follows:

[0048]

[Equation 15]

$$H(u, v) = \sum_{l=1}^L b_l \left(\sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(v-v_{0l})} \right) \left(\sum_{m=1}^M e^{-j(m-1)(u-u_{0l})} \right) \quad (15)$$

[0049]

In fact with this form of $H(u, v)$, the problem of direct computation of $N \times M$ coefficients C_{nm} from a complicated system of $N \times M$ equations is simplified to a new problem of solving only L equations, because normally L is select as $L \ll N \times M$. The final task of the beam forming scheme in the present embodiment is to find the coefficients C_{nm} for each multiplier from b_l .

[0050]

By rearranging equation (14), the relationship between b_l and the coefficient C_{nm} can be given as follows:

[0051]

[Equation 16]

$$H(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \left\{ \sum_{l=1}^L b_l e^{-j(n-1)v_{0l}} e^{j(m-1)u_{0l}} \right\} e^{j(n-1)v} e^{-j(m-1)u} \quad (16)$$

[0052]

Comparing with equation (5), also by using equation (2), the coefficient C_{nm} is given as follows:

[0053]

[Equation 17]

$$C_{nm} = \sum_{l=1}^L G_a^{-1} b_l e^{-j(n-1)v_{0l}} e^{j(m-1)u_{0l}} \quad (17)$$

[0054]

That is, after calculation of the vector B, the coefficient C_{nm} can be found according to equation (17). It should be noted that G_a^{-1} is a function of frequency, and hence, varies with the values of u_0 and v_{0l} . The computation of the vector B is not difficult from equation (15). With the definition of an $L \times L$ matrix A with the elements $\{a_{kl}\}$, $1 \leq k, l \leq L$ as follows:

[0055]

[Equation 18]

$$a_{kl} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(v_{0k}-v_{0l})} \sum_{m=1}^M e^{-j(m-1)(u_{0k}-u_{0l})} \quad (18)$$

[0056]

From equations (13), (14) and (15), the following equation can be given.

[0057]

[Equation 19]

$$\tilde{H}_0 = AB \quad (19)$$

[0058]

Thus, the vector B is obtained as follows:

[0059]

[Equation 20]

$$B = A^{-1}\tilde{H}_0 \quad (20)$$

[0060]

It is assumed that the matrix A has a nonzero determinant,

so that its inverse exists. Then, the values of the coefficients C_{nm} are computed from equation (17) and the design is complete.

[0061]

Figure 6 and figure 7 are diagrams showing the wide-band array antennas of the present embodiment used for receiving and sending signals, respectively. As described above, the array antenna is constituted by $N \times M$ antenna elements $E(1,1), \dots, E(1,M), \dots, E(N,1), \dots, E(N,M)$. As illustrated in Fig. 6, when the array antenna is applied for receiving signals, these antenna elements are connected to multipliers $M(1,1), \dots, M(1,M), \dots, M(N,1), \dots, M(N,M)$, respectively. Each antenna element has a frequency dependant gain which is the same for all elements, and each multiplier $M(n,m)$ ($1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq M$) has a coefficient C_{nm} of a real value obtained according to the design procedure described above. The output signals of the multipliers are input to the adder, and a sum S_o of the input signals is output from the adder as the receiving signal of the array antenna.

[0062]

For each arriving angle of the incoming signals, a set of $N \times M$ coefficients C_{nm} is calculated previously when designing the array antenna, thus by switching the coefficient sets for the antenna elements sequentially, the signals arriving from all direction around the antenna array can be received. That is, the sweeping of the direction of the beam pattern can be realized by switching the sets of coefficient used for calculation in each multiplier but not mechanically turning the array antenna round.

[0063]

As illustrated in Fig. 7, when the array antenna is used for sending the signals, the signal to be sent is input to all of the multipliers $M(1,1), \dots, M(1,M), \dots, M(N,1), \dots, M(N,M)$. the signal is multiplied by

the coefficient C_{nm} at each multiplier then sent to each corresponding antenna element. The signals radiated from the antenna elements interact with each other, producing a sending signal that is the sum of the individual signals radiated from the antenna elements. Therefore, a desired beam pattern for sending signals to a predetermined direction can be obtained.

[0064]

Bellow, an example of a simple and efficient 4×4 rectangular array antenna will be presented. First, the procedure of designing of the beam forming, that is, the determination of the coefficient of the multiplier connected to each antenna element will be described, then the characteristics of the array according to the result of simulation will be shown.

[0065]

Here, the angle of the beam former is assumed to be $\theta_0 = -40$ degrees with the center frequency of $\omega_0 = 0.7\pi c/d$, where $d = d_1 = d_2$. Because of the limitation of the number of the points on the u - v plane in this example, it is assumed that $G_a = 1$. First, four pairs of critical points (u_{01}, v_{01}) are calculated as follows:

[0066]

[Equation 21]

$$P_1: (u_{01}, v_{01}) = (u_0, v_0) \quad (21)$$

[Equation 22]

$$P_2: (u_{02}, v_{02}) = (-u_0, -v_0) \quad (22)$$

[Equation 23]

$$P_3: (u_{03}, v_{03}) = (v_0, -u_0) \quad (23)$$

[Equation 24]

$$P_4: (u_{04}, v_{04}) = (-v_0, u_0) \quad (24)$$

[0067]

In equations (21) to (24), variables u_0 and v_0 have been found from equations (3) and (4), respectively. Then, the vector H_0 can be formed as

[0068]

[Equation 25]

$$\tilde{H}_0 = H_0 = [1, 1, 0, 0]^T \quad (25)$$

[0069]

Next, the matrix A is constructed using equation (18) and the vector B is calculated from equation (20). Finally, coefficients C_{nm} for $1 \leq m, n \leq 4$ are computed from equation (17). Due to the symmetry of the selected points (u_{01}, v_{01}) in the u - v plane, the values of coefficients C_{nm} are all real. This simplifies the computation in practical situations.

[0070]

Figure 8 shows the actual two dimensional frequency response $H(u, v)$ calculated from equation (5) according to the coefficients C_{nm} obtained in the design procedure described above. Clearly, there are two peak points at P_1 and P_2 , and two zeros at P_3 and P_4 , respectively. The important result of this pattern is that in a relatively large neighborhood of the point corresponding to $\omega = \omega_0$, almost a constant amplitude of the frequency response is obtained. That is, the designed 4×4 rect

angular array antenna gives a wide-band performance when it is designed for the center frequency ω_0 of the frequency band.

[0071]

Figure 9 demonstrates this fact more clearly. In Fig. 8, multiple directional beam patterns at an angular range including the assumed beam forming angle θ_0 , that is -40 degrees for different frequencies from ω_l to ω_h are illustrated. The frequency response according to this figure is from $\omega_l = 0.6\pi c/d$ to $\omega_h = 0.8\pi c/d$, that is, a fractional bandwidth of 28.6 percent. Assuming a WCDMA system with the carrier frequency of about 2.1 GHz for IMT-2000, that is, a wide-band signal with a center frequency of $f_0 = 2.1\text{GHz}$, the inter-element spacing will be found as follows:

[0072]

[Equation 26]

$$d = 0.7\pi \frac{c}{2\pi f_0} = 0.05 \text{ m} \quad (26)$$

[0073]

In the WCDMA mobile communication system for IMT-2000, the higher and lower frequencies will be $f_h = 2.4\text{GHz}$ and $f_l = 1.8\text{GHz}$, respectively. This frequency band includes all frequencies assignment of the future WCDMA mobile communication system.

[0074]

[Effect of the Invention]

According to the present invention, a new array antenna with a wide band width can be constituted by a rectangular array formed by a plurality of simple antenna elements with a simple real-valued multiplier connected to each of the antenna element. The coefficient of each m

multiplier can be found according to the design algorithm of the beam forming network of the present invention.

Comparing to the previously proposed wide-band beam formers, the wide-band array antenna of the present invention employs lower number of antenna elements to realize a wide-band array. In the simulation of the wide-band beam former as described above, an array with $4 \times 4 = 16$ elements having a frequency independent beam pattern in the desired angle is obtained.

[0075]

Also, in the wide-band array antenna of the present invention, there is no delay element in the filters that are connected to each antenna element. Therefore the rectangular wide-band array antenna without time processing can be realized.

In conventional array antennas, since most of the coefficients of multipliers connected to the antenna elements are complex valued, the signal process in the multipliers is complicated due to the calculation with the complex coefficients. But according to the wide-band array antenna of the present invention, the multiplier connected to each antenna element has a single real coefficient, so the signal processing is simple and fast, also the dynamic range of the coefficients are much lower than other time processing based methods.

[BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS]

[Fig. 1]

Fig. 1 is diagram showing a simplified structure of an embodiment of the wide-band array antenna according to the present invention.

[Fig. 2]

Fig. 2 shows a 2D u-v plane defined for simplification of the design of the beam forming network.

[Fig. 3]

Fig. 3 is a diagram showing the loci of constant angle θ on the $u-v$ plane.

[Fig. 4]

Fig. 4 is a diagram showing the loci of constant angular frequency ω on the $u-v$ plane.

[Fig. 5]

Fig. 5 is a diagram showing the desirable points on the $u-v$ plane for designing the wide-band array antenna.

[Fig. 6]

Fig. 6 is a diagram showing the configuration of the wide-band array antenna used for receiving signals.

[Fig. 7]

Fig. 7 is diagram showing the configuration of the wide-band array antenna used for sending signals.

[Fig. 8]

Fig. 8 is a diagram showing a two dimensional frequency response $H(u,v)$ calculated according to the designed coefficients.

[Fig. 9]

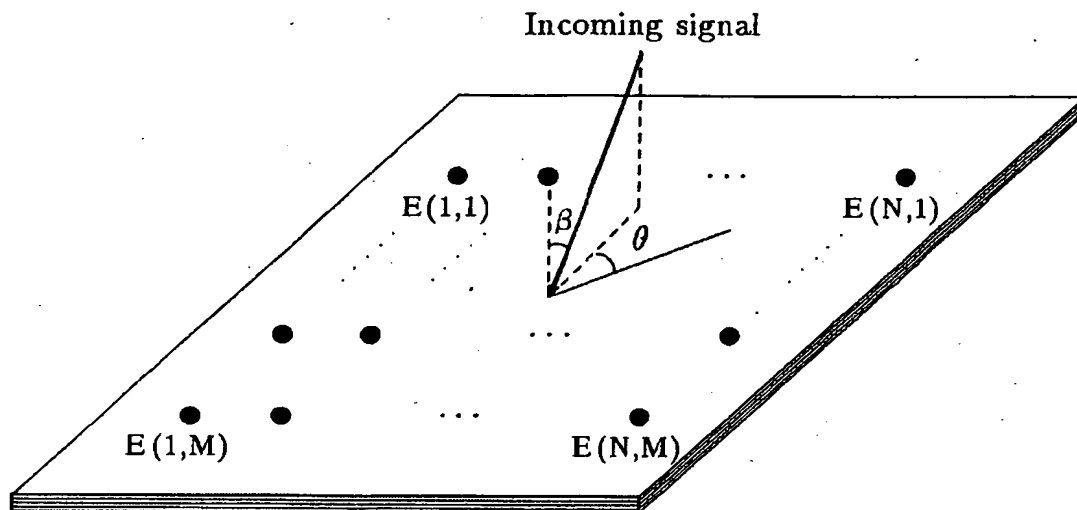
Fig. 9 is a diagram showing plural directional beam patterns on an angular range including the assumed beam forming angle for different frequencies.

[Description of References]

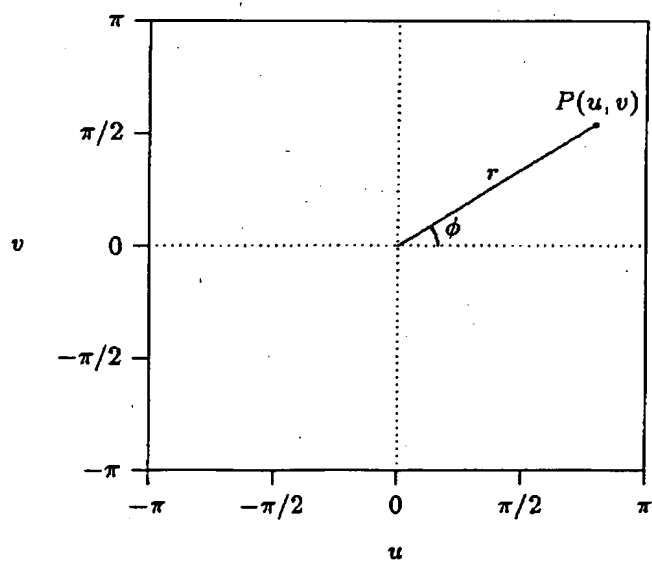
$E(1,1), \dots, E(N,1), \dots, E(1,M), \dots, E(N,M)$... antenna elements, $M(1,1), \dots, M(N,1), \dots, M(1,M), \dots, M(N,M)$... multipliers.

【書類名】 外国語図面

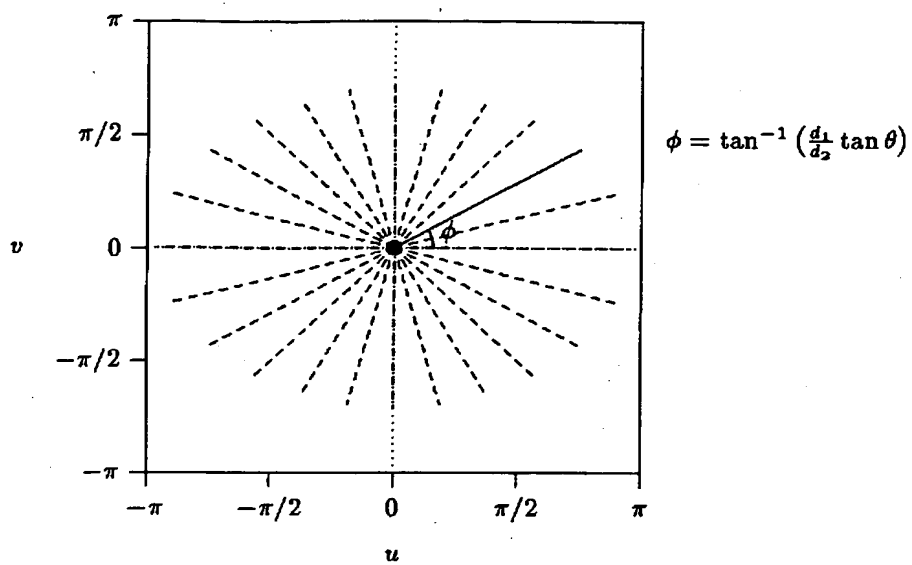
【図1】



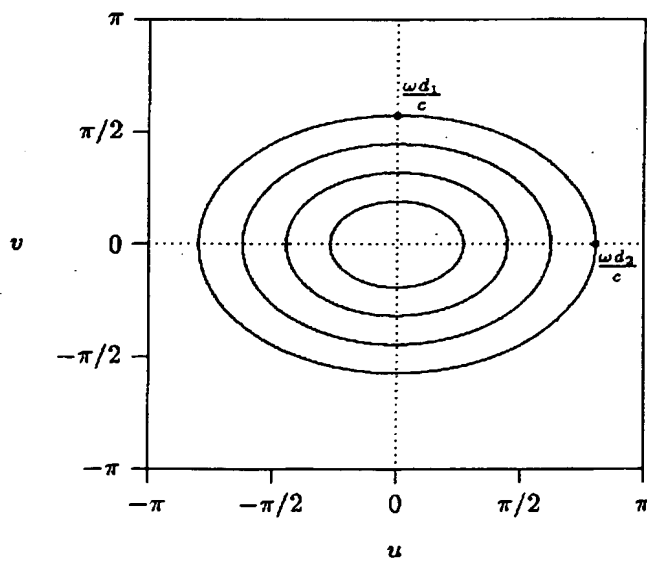
【図2】



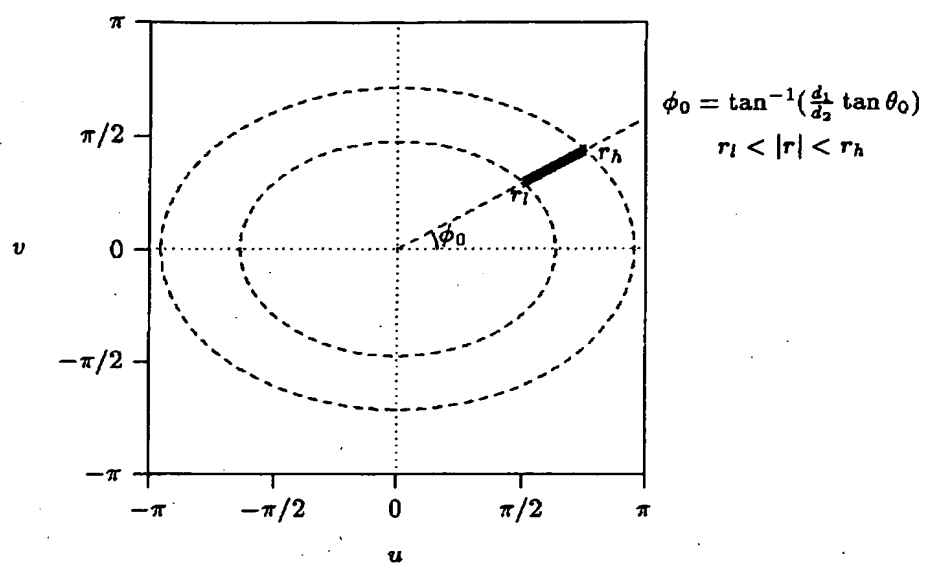
【図 3】



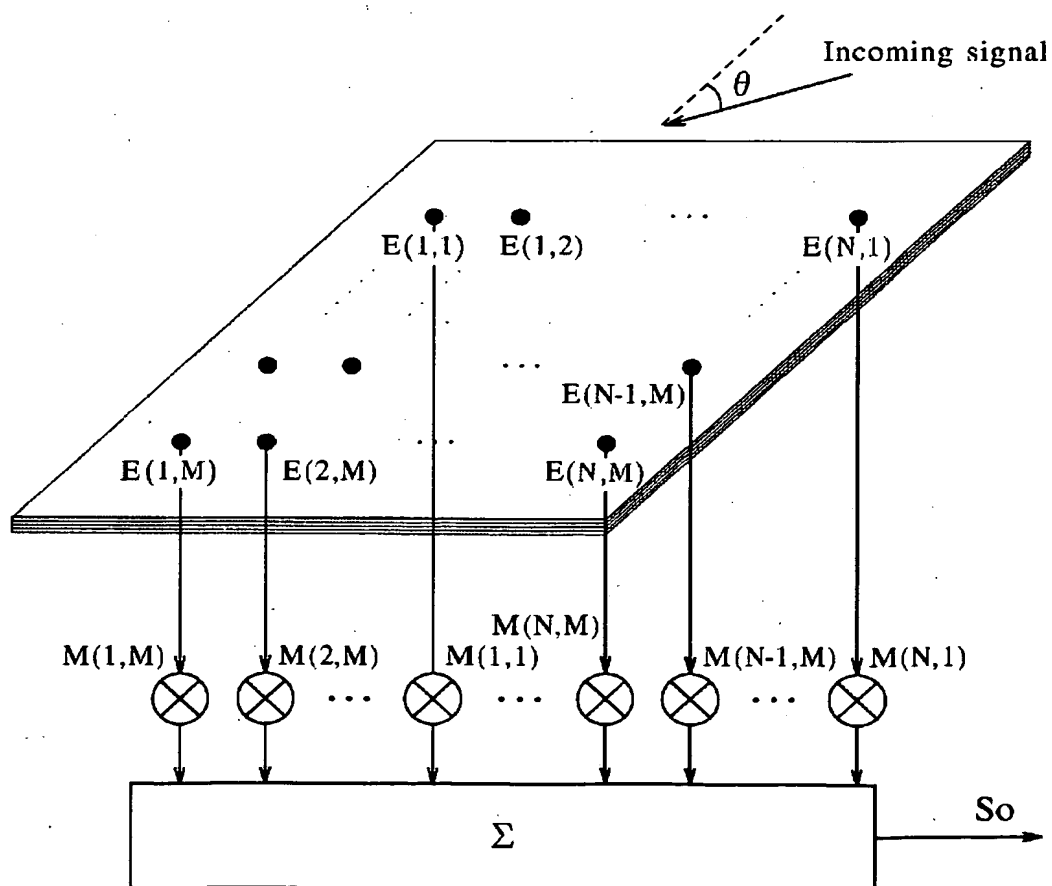
【図 4】



【図 5】



【図 6】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.



Creation date: 10-23-2004
Indexing Officer: THINES - TONYA HINES
Team: OIPEBackFileIndexing
Dossier: 10084547

Legal Date: 03-25-2002

No.	Doccode	Number of pages
1	CTMS	1

Total number of pages: 1

Remarks:

Order of re-scan issued on